

(12) NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES
PATENTWESENS (PCT) VERÖFFENTLICHTE INTERNATIONALE ANMELDUNG

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
25. November 2004 (25.11.2004)

PCT

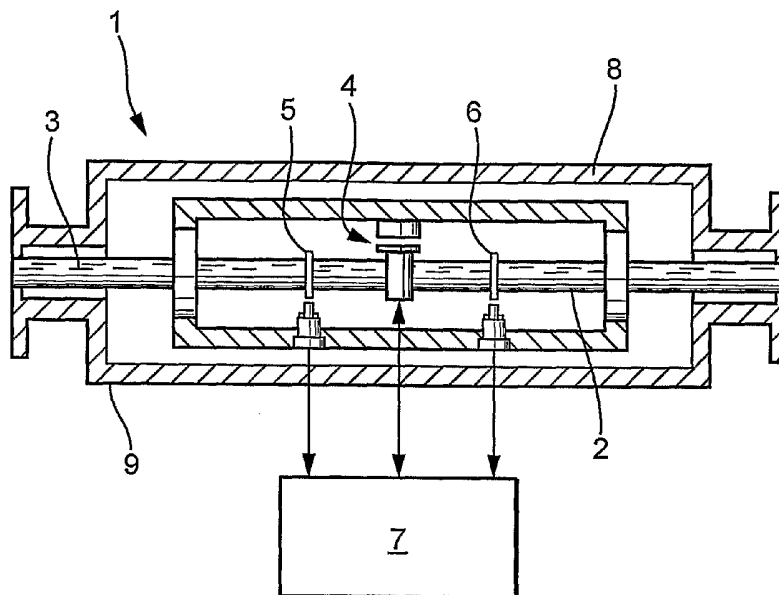
(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 2004/102128 A2

- (51) Internationale Patentklassifikation⁷: **G01F** (72) Erfinder; und
(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **ROOST, Matthias**
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP2004/005314 [CH/CH]; Buchenstrasse 64, CH-4142 Münchenstein (CH).
(22) Internationales Anmeldedatum: 18. Mai 2004 (18.05.2004) (74) **Anwalt: ANDRES, Angelika**; Endress + Hauser (DE) Holding GmbH, PatServe, Colmarer Strasse 6, 79576 Weil am Rhein (DE).
(25) Einreichungssprache: Deutsch (81) **Bestimmungsstaaten** (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare nationale Schutzrechtsart): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.
(30) Angaben zur Priorität: 103 22 851.9 19. Mai 2003 (19.05.2003) DE
(71) **Anmelder** (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme von US): **ENDRESS+HAUSER FLOWTEC AG** [CH/CH]; Kägenstrasse 7, CH-4053 Reinach (CH).

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]

(54) **Title:** CORIOLIS FLOWMETER

(54) **Bezeichnung:** CORIOLIS-DURCHFLUSSMESSGERÄT



(57) **Abstract:** The invention relates to a Coriolis flowmeter (1) comprising at least one excitation system (4), which causes a measuring tube (2) that is traversed by a medium (3) to oscillate, a first measurement value sensor (5), provided in the vicinity of the inlet of the measuring tube (2) and emitting an input signal (U_e), a second measurement value sensor (6), located in the vicinity of the outlet of the measuring tube (2) and emitting an output signal (U_a) and a control and evaluation unit (7), which determines a phase shift or the phase angle differential between the input signal (U_e) and the output signal (U_a) by means of a CORDIC algorithm and determines the mass flow, density and/or viscosity of the medium (3) flowing in the measuring tube (2) using the calculated phase shift or calculated phase angle differential.

[Fortsetzung auf der nächsten Seite]



(84) **Bestimmungsstaaten** (soweit nicht anders angegeben, für jede verfügbare regionale Schutzrechtsart): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), eurasisches (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), europäisches (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Veröffentlicht:

— ohne internationalen Recherchenbericht und erneut zu veröffentlichen nach Erhalt des Berichts

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes und der anderen Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe der PCT-Gazette verwiesen.

(57) **Zusammenfassung:** Die Erfindung bezieht sich auf ein Coriolis-Durchflußmeßgerät (1) mit zumindest einem Erregersystem (4), das zumindest ein von einem Medium (3) durchströmtes Meßrohr (2) in Schwingungen versetzt, mit einem ersten Meßwert-aufnehmer (5), der im Bereich des Zulaufs des Meßrohres (2) vorgesehen ist und der ein Eingangssignal (Ue) ausgibt, mit einem zweiten Meßwert-aufnehmer (6), der im Bereich des Auslaufs des Meßrohres (2) angeordnet ist und der ein Ausgangssignal (Ua) ausgibt, und mit einer Regel-/Auswerteeinheit (7), die eine Phasenverschiebung bzw. eine Differenz der Phasenwinkel zwischen dem Eingangssignal (Ue) und dem Ausgangssignal (Ua) über einen CORDIC-Algorithmus bestimmt und die anhand der errechneten Phasenverschiebung bzw. anhand der errechneten Phasenwinkeldifferenz den Massedurchfluß, die Dichte und/oder die Viskosität des in dem Meßrohr (2) strömenden Mediums (3) bestimmt.

Coriolis - Durchflußmeßgerät

- Die Erfindung bezieht sich auf ein Coriolis-Durchflußmeßgerät mit zumindest
- 5 einem Erregersystem, das zumindest ein von einem Medium durchströmtes Meßrohr in Schwingungen versetzt, mit einem ersten Schwingungsaufnehmer, der im Bereich des Zulaufs des Meßrohres vorgesehen ist und der ein Eingangssignal ausgibt, mit einem zweiten Schwingungsaufnehmer, der im Bereich des Auslaufs des Meßrohres angeordnet ist und der ein Ausgangs-
- 10 signal ausgibt und mit einer Regel-/Auswerteeinheit, die anhand des Eingangssignals und des Ausgangssignals den Massendurchfluß, die Dichte und/oder die Viskosität des durch das Meßrohr strömenden Mediums bestimmt.
- 15 Eine Coriolis-Durchflussmessung basiert typischerweise auf der Messung von zwei periodischen Schwingungen, üblicherweise Sinusschwingungen, die im Bereich des Einlaufs (Eingangssignal) und des Auslaufs (Ausgangssignal) des Meßrohres aufgenommen werden. Die Phasenverschiebung der beiden Schwingungen ist ein Maß für den Massendurchfluß (bzw. für die Dichte und/
- 20 oder die Viskosität) des durch das Meßrohr strömenden Mediums. Der Betrag der Differenz der Phasenwinkel zwischen den beiden Schwingungssignalen ist direkt proportional zum Massendurchfluß (bzw. zur Dichte und/oder zur Viskosität) und liegt im Bereich von μ -Radiant.
- 25 Die Anforderungen an ein geeignetes Signalverarbeitungsverfahren sind zweifach: Zuerst einmal muß der sehr kleine Phasenwinkel möglichst genau bestimmt werden. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß relativ kostengünstigste Rechen-Infrastrukturen für die Verarbeitung benutzt werden können. Dies ist prinzipiell nur möglich, wenn zur Ermittlung des Phasen-
- 30 winkels nur wenige Rechenoperationen ausgeführt werden müssen.

Oftmals sind die beiden Schwingungssignale von Störsignalen überlagert. Entsprechende Störsignale rühren beispielsweise von Gaseinschlüssen in dem durch das Meßrohr strömenden Medium her. Hier gilt es unter erschweren Bedingungen, das eigentliche Nutzsignal aus den Schwingungssignalen zu extrahieren, um anschließend die entsprechende Phasenbestimmung durchführen zu können. Eine weitere wesentliche Randbedingung für die Extraktion der reinen Schwingungssignale aus den von Störsignalen überlagerten Eingangs- und Ausgangssignalen ist darüber hinaus in der für eine Messung benötigten Verarbeitungszeit zu sehen. Je geringer die Verarbeitungszeit ist, um so höher ist die Meßrate und damit die Meßgenauigkeit.

Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, die für die Meßwertgewinnung benötigte Rechenzeit bei einem Coriolis-Meßgerät gegenüber den bisher bekannten Verfahren zur Signalauswertung zu optimieren und Störsignale effektiv zu unterdrücken.

Die Aufgabe wird dadurch gelöst, daß die Regel-/Auswerteeinheit die Phasenverschiebung bzw. eine Differenz der Phasenwinkel zwischen dem Eingangssignal und dem Ausgangssignal über einen CORDIC-Algorithmus bestimmt und anhand der errechneten Phasenverschiebung bzw. anhand der errechneten Phasenwinkeldifferenz den Massedurchfluß, die Dichte und/oder die Viskosität des in dem Meßrohr strömenden Mediums bestimmt.

CORDIC ist hierbei die Abkürzung für COordinate Rotation Digital Computing. Unter Verwendung des CORDIC-Algorithmus ist es möglich, die beiden zuvorgenannten Anforderungen an ein Coriolis-Meßgerät zuverlässig zu erfüllen. CORDIC ist ein numerisches Verfahren, welches es z.B. erlaubt, mit iterativen Rechenschritten bis zu beliebiger Genauigkeit den aktuellen Phasenwinkel bei einem Coriolis-Durchflußmeßgerät unmittelbar zu bestimmen. Im Prinzip wird mit dem CORDIC-Algorithmus eine Koordinatentransformation des Schwingungssignals U_{sch} und des Differenzsignals U_{diff}

vom schwingenden Meßrohr ins Abtastsystem, also in das System der beiden Meßwertaufnehmer, durchgeführt.

Die Vorteile des erfindungsgemäßen Durchflußmeßgeräts sind vielfältig:

5

- Ein Vorteil gegenüber herkömmlichen Methoden wie zum Beispiel der bekannten Quadratur-Demodulation zur Auswertung von Coriolis-Signalen liegt in der Einsparung einer Filterstufe am Ausgang der Demodulation. Diese Einsparung führt auch zu einer schnellen Verarbeitung der Signale und damit zu einem Zeitgewinn, welcher seinerseits für eine verbesserte Unterdrückung von Störsignalen verwendet werden kann.
10
- Zudem läßt sich ein CORDIC-Algorithmus in einem FPGA (= Field Programmable Gate Array) oder in einem Gate-Array-Chip sehr einfachen realisieren. Auch lassen sich multiplikative Operationen und die Verarbeitung von trigonometrischen Funktionen, welche sehr ressourcenintensiv sind, effektiv vermeiden. Somit ist die Grundlage für den Einsatz von 'Integrierten Transmittern' geschaffen, welche eine erhebliche Kostenreduktion mit sich bringen.
15
- CORDIC erlaubt eine Fixed-Point Realisierung der Signalverarbeitung in einem kostengünstigeren DSP oder RISC-Prozessor. Eine kostspielige Floating-Point DSP Hardware ist nicht erforderlich.
20
- CORDIC ist sehr breit einsetzbar für die Coriolis-Meßtechnik. Einerseits läßt sich die SW heutiger DSP-Systeme damit optimieren - was ein erhebliches Kosteneinsparpotential darstellt. Andererseits kann die Auswertung herkömmlicher Summen- und Differenzsignale auf neuartige, sehr einfache Weise erfolgen. Die Verwendung eines CORDIC-
25
- Algorithmus bietet darüber hinaus aber auch das Potential, direkt die beiden Schwingungssignale ohne analoge Summen-/Differenzbildung auszuwerten, was wiederum zu einer Vereinfachung des Verfahrens führt.
30

Der CORDIC-Algorithmus wurde erstmals 1959 durch Jack E. Volder in der Literatur beschrieben. Als Überblick zum CORDIC-Verfahren sei z.B. auf die folgende Literatur verwiesen: „A survey of CORDIC algorithms for FPGA
5 based computers“, Ray Andraka, FPGA '98, Proceedings of the 1998 ACM/SIGDA 6th International Symposium on Field Programmable Gate Arrays, Feb. 22-24, 1998, Monterey, CA. pp191-200.

Die Zustandsvariable eines CORDIC-Prozessors ist eine komplexe Zahl.

10 Diese kann polar um einen beliebigen Winkel gedreht werden und als Resultat wieder ausgegeben werden. Dabei ergeben sich drei wesentliche Anwendungsfälle: die Modulation, die Rotation und das Vectoring.

- Durch die Modulation kann eine rein reale Eingangsgröße in eine
15 Komplexe Zahl transformiert werden – die Ausgangsgröße entspricht dann der mit $\sin(\phi)$ und $\cos(\phi)$ modulierten Eingangsgröße. Wird der Winkel ϕ zeitkontinuierlich erhöht und die reale Eingangsgröße X_0 konstant gehalten, so entspricht die Ausgangsfolge einem komplexen Phasor der Amplitude $X_0 \cdot K_q$ und dem Winkel $\phi(t)$. Ist X_0 selbst ein zeitabhängiges
20 Signal, so entspricht der Ausgang dem quadraturamplitudenmodulierten Eingangssignal.

- Bei der Rotation ist die Eingangsgröße komplex und der Winkel fest vorgegeben; dann entspricht die Ausgangsgröße einem um den Winkel ϕ
25 rotierten Phasor. Sind die Eingangsgröße sowie der Winkel $\phi(t)$ zeitabhängige Größen, so entspricht die Ausgangsfolge einem phasenmodulierten Signal.

- Beim Vectoring ist die Eingangsgröße komplex. Dann kann die Magnitude und die Phasenlage ermittelt werden, indem der Vektor rotiert wird, bis die Imaginärkomponente Y_n null ist. Die Ausgangsgröße X_n entspricht dann der Magnitude von (X_0, Y_0) und Z_n entspricht dann dem Winkel von (X_0, Y_0) .
30

Beim CORDIC-Algorithmus erfolgt die Winkeldrehung iterativ und zwar über eine definierte Folge von Winkelinkrementen /Dekrementen. CORDIC rechnet nur innerhalb eines Quadranten. So werden als erster Schritt die Vorzeichen von X_0 und Y_0 so modifiziert, dass die Eingangsgröße (X_0, Y_0) in den ersten Quadranten zu liegen kommt. Im Folgenden wird der Zustand des Winkels Z_i sowie die Größen X_i und Y_i iterativ nach folgendem Verfahren verändert:

$$\begin{aligned} X_{i+1} &= X_i - Y_i \cdot d_i \cdot 2^{-i} \\ Y_{i+1} &= Y_i + X_i \cdot d_i \cdot 2^{-i} \\ Z_{i+1} &= Z_i - d_i \cdot \arctan(2^{-i}) \end{aligned}$$

Die Iteration bricht je nach Anwendungsfall ab, wenn der Fehler des approximierten Winkels Z_i gegenüber dem gewünschten Rotationswinkel genügend klein ist, bzw. im Falle des Vectoring, wenn die Imaginärkomponente Y_i genügend klein ist. Die Genauigkeit ist also durch die Anzahl von Iterationszyklen gegeben. Typischerweise wird pro Iteration eine Winkelauflösung von einem Bit gewonnen.

Das Resultat der CORDIC-Operation ist die komplexe Zahl $(X_n, Y_n) = K_n \cdot (X_i, Y_i)$, d.h. das Resultat ist mit einem Faktor K behaftet, der aus der Rechenvorschrift folgt. Das Resultat kann mit diesem Faktor wieder normiert werden oder in spätere Skalierungen mit einbezogen werden.

$$K_n = \prod_{i=0}^{n-1} K_i$$

$$K_i = \cos(\arctan(2^{-i}))$$

Folgende Implementationsmöglichkeiten bieten sich an:

- Die Winkelinkremente bzw. die Winkeldekremente sowie der CORDIC-Faktor können für eine vorgegebene Anzahl von Iterationen vorausberechnet und in Tabellen abgelegt werden. Die eigentlichen Rechenoperationen bestehen dann im Halbieren der Zustandswerte X, Y und Z und deren überkreuztem
- 5 Summieren mit den entsprechenden Vorzeichen. Das Halbieren der Zustandswerte kann mit einer Shift-Operation erfolgen, das Summieren erfolgt über einen simplen Addierer/Subtrahierer. Es sind keine Multiplikationen oder Divisionen, Quadratwurzelbildung oder die Anwendung von trigonometrischen Operationen notwendig.
- 10 Eine Implementation in die Software eines Coriolis-Durchflußmeßgeräts ist schon ohne vorhandene Math-Library sehr einfach möglich. Weil sich die CORDIC-Operationen auf den ersten Quadranten beschränken, ist auch der Wertebereich der Zustandsvariablen X,Y und Z beschränkt.
- 15 Eine Implementation in FPGA/ASIC Hardware ist insbesondere vorteilhaft, weil keine teuren Multiplikatoren realisiert werden müssen. Je nach geforderter Verarbeitungsgeschwindigkeit sind Bit-Serielle oder aber Parallel-Pipelined Architekturen sinnvoll, d.h. es kann für jede Anwendung die
- 20 kostengünstige Form ausgewählt werden. Je nach gewählter Anzahl Iterationen kann die Verarbeitungsgenauigkeit sehr leicht kontrolliert werden. Typisch kann für die Coriolis-Signalverarbeitung ein Cordic-Co-Prozess in Hardware realisiert werden, der von einer CPU aus für die Berechnung eines Meßwert-Samples beliebig oft genutzt werden kann. Werden auch noch
- 25 Filteroperationen als Co-Prozess in Hardware realisiert, so kann die bisher typisch eingesetzte DSP-CPU für Coriolis-Signalverarbeitungen vollständig eingespart werden, d.h. es müssen einzig die spezifischen, für die Coriolis-Signalverarbeitung notwendigen Operationen in Hardware realisiert werden.
- 30 Es besteht die Möglichkeit, die gesamte Coriolis-Signalauswertung (aus Kostengründen) in einem Ganzzahl-Prozeß zu realisieren, d.h. auf Floating-Point Operationen kann vollständig verzichtet werden. Durch das Ausbleiben

von Multiplikationen im CORDIC-Algorithmus fallen keine potenzierten Zwischenresultate an. Der Hardware-Aufwand in Bit für Zustandsdaten kann optimal in Grenzen gehalten werden, und die bei Fixed Point Processing üblichen Zwischenskalierungen vereinfachen sich erheblich.

5

Gemäß vorteilhafter Weiterbildungen der erfindungsgemäßen Vorrichtung kann der CORDIC-Algorithmus für die Coriolis Signalverarbeitung gleich in drei verschiedenen Ansätzen verwendet werden:

- 10
- a) Quadraturdemodulation des Schwingungssignals
 - b) Vectoring des Schwingungssignals und Rotation des Differenzsignals und
 - c) Vectoring der Ein-/Ausgangs-Schwingungssignal.

15 Die ersten beiden Ansätze verwenden Schwingungs- und Differenzsignale, welche von einem Analog-Frontend aufbereitet werden, das in den von der Anmelderin vertriebenen Coriolis-Durchflußmeßgeräten bereits heute verwendet wird. Beim dritten Ansatz werden die Eingangs- und Ausgangs-Schwingungssignale unabhängig voneinander parallel ausgewertet.

20 Voraussetzung für eine derartige Anwendung ist, daß ein in hohem Maße phasentreues Analog-Frontend in dem Coriolis-Durchflußmeßgerät vorhanden ist.

Beim Ansatz a) wird zur Bestimmung der Amplitude des Schwingungssignales ein Quadraturdemodulationsverfahren eingesetzt, d.h. das Schwingungssignal wird mit einer Sinus- und einer Kosinus-Komponente derselben Frequenz moduliert, was zu einer Faltung des Schwingungssignals in das Basisband führt. Zur Unterdrückung höherer Frequenzanteile werden beide Komponenten über jeweils einen Tiefpaß geführt. Aus dem stationären Imaginär- und Realteil kann die Magnitude bestimmt werden. Mit den bekannten Verfahren war es bislang notwendig, für die Modulation eine Sinus- und eine Kosinus-Schwingung synthetisch zu erzeugen, die dann über eine Multiplikation auf

25

30

das Schwingungssignal angewendet wurden. Sowohl das Erzeugen der Schwingung sowie die Multiplikationen entfallen, wenn ein CORDIC-Block im Modulation-Mode eingesetzt wird. Die Modulationsfrequenz wird dem CORDIC-Block in Form eines Winkelinkrements übergeben.

5

Für die Bestimmung der Magnituden wurde nach dem bekannten Verfahren sowohl die Imaginär- als auch die Real-Komponente quadriert, addiert und über eine Quadratwurzelfunktion geführt, was mit einem erheblichen Rechenaufwand einhergeht. Unter Verwendung eines CORDIC-Blocks im Vectoring-Mode kann direkt aus der Imaginär- und der Real-Komponente die Magnitude ermittelt werden.

10

Dieser Ansatz ist dann sinnvoll, wenn einzelne Blöcke der bestehenden Coriolis-Signalverarbeitung der Anmelderin durch weniger rechenintensive ersetzt werden sollen. Wird der CORDIC-Block in einem FPGA realisiert, und steht ebenso ein in FPGA realisierter Filterblock zur Verfügung, so zerfällt die bestehende Coriolis-Signalverarbeitung in einige wenige Operationen, die mit Hilfe einer allgemein gebräuchlichen RISC-CPU ausgeführt werden können. Eine DSP-CPU kann entfallen. Dieser Ansatz erlaubt die Implementation in einem einzigen SOPC (System On Programmeable Chip).

15

20

Beim Ansatz b) wird zur Bestimmung der Magnitude des Schwingungssignals ein CORDIC-Block im Vectoring-Mode verwendet. Als Eingangssignal verlangt der Vectoring-CORDIC Block ein analytisches (komplexes) Signal. Dieses wird aus einer Bandpaß-Filterung der AD-Wandlersignale zur Unterdrückung von Störanteilen und einer nachfolgender Hilbert-/Allpaß-Filterung erzeugt. Es wird also aus dem realen Schwingungssignal und dem realen Differenzsignal jeweils ein komplexes Signal erzeugt. Um einen genauen Massendurchfluß durch das Meßrohr zu bestimmen, müssen die Phasor des Schwingungssignals und des Differenzsignals in eine synchrone Lage gebracht werden. Als erstes wird dazu das Differenzsignal um 90° gedreht, dies ist bei komplexen Signalen durch Vertauschen von X und Y einfach möglich. Der X-Eingang des

25

30

Differenzsignal-CORDIC-Blocks wird also mit der Hilbert-Komponente des Differenzsignals gespeist, der Y-Eingang wird mit der Allpaß-Komponente gespeist.

5 Falls die Analogverstärkung der Rohsignale nicht optimal symmetrisch erfolgt, haben das Schwingungs- und das Differenzsignal noch nicht dieselbe Phasenlage nach der 90° Drehung des Differenzsignals. Daher wird der Differenzsignal-CORDIC-Block im Rotation-Mode betrieben, und das Differenzsignal wird um die aktuelle Phase des Schwingungssignals gedreht. Dadurch wird das Koordinatensystem des Differenzsignals in die Phasenlage
10 des Schwingungssignals gebracht. Der verbleibende Winkel Z am Ausgang des Differenzsignal-CORDIC-Blocks entspricht dann dem Symmetriefehler. Um die Symmetrie zu regeln, kann anstelle des Winkels Z am Ausgang X auch der Realteil des Differenzsignals bezogen auf das Koordinatensystem des Schwingungssignals verwendet werden.

15 Der Ausgang Y des Differenzsignal-CORDIC-Blocks zeigt dann genau den Imaginärteil des Differenzsignals bezogen auf das Schwingungssignal-Koordinatensystem. Dieser kann zusammen mit der Magnitude des Schwingungssignals zur Berechnung des Massendurchflusses herangezogen
20 werden.

Hieraus ergeben sich die folgenden Vorteile: Die Schwingungssignal-Magnitude und der Imaginärteil und der Realteil des Schwingungssignals können ohne die Durchführung einer Multiplikation bestimmt werden. Da
25 weder Quadrierungen noch Quotientenbildungen notwendig sind, sind die Genauigkeit und die Auflösung der Signale besser kontrollierbar, so daß ein kostengünstiger Fixed-Point Ansatz möglich wird. Zudem vereinfacht sich der Signalverarbeitungspfad insgesamt.

30 Beim Ansatz c) werden die beiden Schwingungssignale durch ein phasentreues Analog-Frontend ohne Summen- und Differenzbildung digitalisiert. Die Digitalisierung erfolgt z.B. unter Verwendung eines einzigen Wandlers im

Multiplexbetrieb. Bei dieser Methode kann nachfolgend jedes Signal unabhängig vom jeweils anderen behandelt werden. Ein CORDIC-Block im Vectoring-Mode pro Schwingungssignal ermittelt die aktuelle Phasenlage und Magnitude der jeweiligen Schwingung. Da die CORDIC-Blöcke in der Lage
5 sind, die Phasenlage beliebig genau aufzulösen, sind die beiden Z-Resultate der CORDIC-Blöcke direkt miteinander zur Bestimmung des Massendurchflusses verrechenbar, d.h. die Differenz der beiden Phasenlagen ist direkt proportional zum gesuchten Massendurchfluß. Weiterhin ist das Winkel-
inkrement eines Signals proportional zur Frequenz und damit zur gesuchten
10 Dichte des in dem Meßrohr fließenden Mediums.

Darüber hinaus kann die Magnitude der Signale, welche sozusagen als Nebenprodukt vom CORDIC-Algorithmus geliefert wird, für die Amplituden-
regelung verwendet werden. Da die Phasenlage der unmittelbaren Signale
15 bekannt ist, läßt sich die Frequenzregelung auf einfache Art und Weise realisieren.

Die Signalverarbeitung wird bei diesem Ansatz noch einmal erheblich vereinfacht. Daher kann dieser Ansatz für ein Minimalkostensystem verwendet
20 werden. So ist im Extremfall nicht einmal eine CPU notwendig, um die Signale auszuwerten. Insbesondere kann eine Ein-Chip-Lösung im Low Cost-Bereich zum Einsatz kommen. Zur Verbesserung der Störfestigkeit bietet dieser
Ansatz ebenfalls erhebliche Vorteile. Das Eingangsschwingungssignal und das Ausgangs-schwingungssignal können getrennt voneinander behandelt
25 werden, daher sind auch die diesen Signalen überlagerten Störsignale getrennt erfaßbar und eliminierbar. Darüber hinaus können die Anforderungen an die Schwingungs-aufnehmer am Meßrohr relaxiert werden, da die
Schwingungsamplituden nicht mehr gleich groß sein müssen. Damit entfällt im Analog-Frontend die Symmetrieregulierung. Die beiden Schwingungssignale
30 lassen sich völlig unabhängig voneinander behandeln.

Die Erfindung wird anhand der nachfolgenden Zeichnungen näher erläutert.
Es zeigt:

5 Fig. 1: eine schematische Darstellung eines erfindungsgemäßen Coriolis-Durchflußmeßgeräts 1,

Fig. 2: ein Zeigerdiagramm des Schwingungssignals und des Differenzsignals, die beide zur Auswertung der Signale eines Coriolis-Durchflußmeßgeräts herangezogen werden,

10 Fig. 3: ein Blockschaltbild einer bevorzugten Ausgestaltung (Ansatz b)) der erfindungsgemäßen Vorrichtung,

15 Fig. 4: ein Zeigerdiagramm, das die analytische Signalprojektion gemäß Ansatz b) zeigt,

Fig. 5: ein Zeigerdiagramm, das die Schwingungsamplitude und –phase gemäß Ansatz b) zeigt,

20 Fig. 6: ein Zeigerdiagramm, das die Projektion des Differenzsignals gemäß Ansatz b) zeigt,

Fig. 7: ein Blockschaltbild einer zweiten vorteilhaften Ausgestaltung (Ansatz c)) der erfindungsgemäßen Vorrichtung und

25 Fig. 8: ein Blockschaltbild einer bevorzugten Realisierung der erfindungsgemäßen Vorrichtung.

30 Fig. 1 zeigt eine schematische Darstellung eines erfindungsgemäßen Coriolis-Durchflußmeßgeräts 1 mit einem Meßrohr 2, das im Gebrauchsfall von dem Medium 3, dessen Massendurchfluß bestimmt werden soll, durchströmt wird.

Im Mittelbereich des Meßrohres 2 ist das Erregersystem 4 angeordnet, das das Meßrohr 2 zu Schwingungen mit einer vorgegebenen Resonanzfrequenz anregt. Im Bereich des Zulaufs zum Meßrohr 2 ist ein erster Meßwert-
nehmer 5 vorgesehen, der ein Eingangssignal U_e liefert. Ein zweiter Meßwert-
5 aufnehmer 6 ist im Bereich des Auslaufs des Meßrohres 2 angeordnet und gibt ein Ausgangssignal U_a aus. Die Regel-/Auswerteeinheit 7 ermittelt eine Phasenverschiebung bzw. eine Differenz der Phasenwinkel zwischen dem Eingangssignal U_e und dem Ausgangssignal U_a über einen CORDIC-Algorithmus und bestimmt anhand der errechneten Phasenverschiebung bzw.
10 anhand der errechneten Phasenwinkeldifferenz den Massedurchfluß, die Dichte und/oder die Viskosität des in dem Meßrohr 2 strömenden Mediums 3.

In Fig. 2 ist ein Zeigerdiagramm des Schwingungssignals U_{sch} und des Differenzsignals U_{diff} dargestellt. Bei dem Schwingungssignal U_{sch} handelt
15 es sich um das Eingangssignal U_e . Aus den beiden Signalen U_e , U_a wird der Massendurchfluß durch das Meßrohr 2 des Coriolis-Durchflußmeßgeräts 1 berechnet. Aus der US-PS 4,914,956 ist prinzipiell bekannt geworden, wie der Massendurchfluß mittels eines Coriolis-Durchflußmeßgeräts 1 bevorzugt berechnet werden kann:

- 20
- Aus dem Eingangssignal U_e und dem Ausgangssignal U_a wird das Differenzsignal U_{diff} gebildet, das die Info über die Phasenverschiebung enthält, die durch den Corioliseffekt hervorgerufen wird.
 - Das Differenzsignal U_{diff} wird um 90° phasenverschoben.
 - 25 - Aus dem Eingangssignal U_e wird das Schwingungssignal U_{sch} gebildet.
 - Das integrierte Differenzsignal U_{diff} wird durch das Summensignal bzw. das Schwingungssignal U_{sch} dividiert. Das entsprechende Ausgangssignal $\tan \phi$ ist direkt proportional zum Massendurchfluß des Mediums 3 durch das Meßrohr 2.

30

Fig. 3 zeigt ein Blockschaltbild einer bevorzugten Ausgestaltung des erfindungsgemäßen Coriolis-Durchflußmeßgeräts 1. Insbesondere kommt bei

dieser Ausgestaltung der bereits zuvorbeschriebene Ansatz b) zur Anwendung. Das Schwingungssignal U_{sch} und das Differenzsignal U_{diff} werden von den beiden Anlaog-/Digital-Wandlern 10, 11 digitalisiert und anschließend über die beiden Bandpaßfilter 12, 13 gefiltert und verstärkt.

5 Beispielsweise erfolgt die Filterung im Bereich von 700-900 Hz. Sie dient der Unterdrückung von Störsignalen. Der Verstärkungsfaktor liegt z.B. bei 100 dB.

Zur Bestimmung der Magnitude des Schwingungssignals U_{sch} wird der CORDIC-Block 31 im Vectoring-Mode verwendet. Hierzu muß auf den
10 CORDIC-Block 31 ein analytisches, also ein komplexes Signal gegeben werden. Dieses komplexe Signal wird erzeugt durch die Filterung des digital gewandelten Signals U_{sch} über das Bandpaßfilter 12 und die anschließende Filterung des Signals über die Hilbert-/Allpaß-Filter 16, 14. Analog wird das digital gewandelte Differenzsignal U_{diff} über das Bandpaßfilter 13 und
15 anschließend über die Hilbert-/Allpaß-Filter 17, 15 gefiltert. Über die Filterungen wird aus dem realen Schwingungssignal U_{sch} und dem realen Differenzsignal U_{diff} jeweils ein komplexes Signal erzeugt.

Mittels der in den Figuren Fig. 4 und Fig. 5 dargestellten Zeigerdiagramm ist
20 diese sog. analytische Signalprojektion und die Bestimmung des Winkel U_{schZ} gemäß dem Ansatz b) visualisiert: Durch die Abtastung erfolgt eine Projektion des Schwingungssignals U_{sch} und des Differenzsignals U_{diff} auf die Reale Achse X (U_{schAP} , U_{diffAP}); durch die Allpass-Hilbert Transformation erfolgt eine Projektion des Schwingungssingals U_{sch} und des
25 Differenzsignals U_{diff} auf die Imaginärachse Y (U_{schHT} , U_{diffHT}).

Um den exakten Massendurchfluß des Mediums 3 durch das Meßrohr 2 zu bestimmen, müssen die Magnitude bzw. der Realteil des Schwingungssignals U_{schAP} und der Magniärteil des Differenzsignals U_{diffHT} in eine synchrone
30 Lage gebracht werden. Hierzu wird das Differenzsignal U_{diff} um 90° gedreht. Dargestellt ist dieser Sachverhalt anhand des in Fig. 6 visualisierten Zeigerdiagramms. Bei einem komplexen Signal erfolgt diese Phasenverschiebung

durch einfaches Vertauschen des X- und des Y-Eingangs bei dem CORDIC-Block 18. Folglich wird der X-Eingang des Differenzsignal-CORDIC-Blocks 18 mit der Hilbert-Komponente des Differenzsignals U_{diff} gespeist, während der Y-Eingang mit der Allpass-Komponente gespeist wird. Die Allpass Filter 14, 15
5 tragen dafür Sorge, daß die entsprechende Signalkomponente die gleiche Verzögerung aufweist wie die Komponente, die über das Hilbert Filter 16, 17 eingespeist wird.

Falls die Analogverstärkung der Rohsignale nicht optimal erfolgt ist, stimmen
10 die Phasenlagen des Schwingungssignals U_{sch} und des Differenzsignals U_{diff} nach der 90° Drehung des Differenzsignals U_{diff} noch nicht überein. Daher ist es erforderlich, den Differenzsignal-CORDIC-Block 18 im Rotations-Mode zu betreiben und das Differenzsignal um die aktuelle Phase des Schwingungssignals zu drehen. Hierdurch wird das Koordinatensystem des
15 Differenzsignals in die Phasenlage des Schwingungssignals gebracht. Der verbleibende Winkel Z am Ausgang des Differenzsignal-CORDIC-Blocks 18 entspricht dann dem Symmetriefehler. Anstelle des Winkels Z kann am Ausgang X auch der Realteil des Differenzsignals bezogen auf das Schwingungssignal-Koordinatensystem verwendet werden, um die Symmetrie zu
20 regeln. Der Ausgang Y des Differenzsignal-CORDIC-Blocks 18 zeigt dann genau den Imaginärteil des Differenzsignals bezogen auf das Schwingungssignal-Koordinatensystem. Dieser wird zusammen mit der Schwingungssignal-Magnitude zur Berechnung des Massendurchflusses
herangezogen.

25
Der Zweig im unteren Teil und im rechten oberen Teil des Blockschaltbildes (A-/D-Wandler 26, Allpass-/Hilbert Filter 28, 29, der CORDIC-Block 30, der PLL 20, der VCO 21, der PI-Regler 22 und der D-/A-Wandler 23), betrifft die Regelung der Schwingungsfrequenz des Erregersystems 4. Insbesondere
30 sorgt der PI-Regler 22 dafür, daß die Amplitude des Eingangssignal U_e und das Ausgangssignal U_a gleich groß sind.

In Fig. 7 ist ein Blockschaltbild einer zweiten vorteilhaften Ausgestaltung (Ansatz c)) des erfindungsgemäßen Coriolis-Durchflußmeßgeräts 1 zu sehen. Das Eingangssignal U_e und das Ausgangssignal U_a werden ohne Summen- und Differenzbildung von den beiden Analog-/Digital-Wandlern 32, 33 digitalisiert und anschließend über die beiden Bandpaßfilter 34, 35 gefiltert und verstärkt. Nachfolgend kann daher jedes der beiden Signale U_e , U_a einzeln behandelt werden.

Die beiden CORDIC-Blöcke 40, 41 werden im Vectoring-Mode betrieben und ermitteln die aktuelle Phasenlage und Magnitude von jedem der beiden Schwingungssignale U_e , U_a . Da die beiden CORDIC-Blöcke 40, 41 in der Lage sind, die Phasenlage der Signale beliebig genau aufzulösen, sind die beiden Z-Resultate der CORDIC-Blöcke 40, 41 direkt miteinander zur Bestimmung der gewünschten Größe des Mediums 3 verrechenbar. Insbesondere ist die Differenz der beiden Phasenlagen direkt proportional zum gesuchten Massendurchfluß. Weiterhin ist das Winkelinkrement eines Signals proportional zur Frequenz und damit zur gesuchten Dichte.

Die Magnituden der Signale, welche sozusagen als Nebenprodukt von den CORDIC-Blöcken 40, 41 geliefert werden, können für die Amplitudenregelung verwendet werden. Da die Phasenlage der Signale bekannt ist, läßt sich die Frequenzregelung auf sehr einfache Art und Weise realisieren. Damit diese Ausführungsform eines Coriolis-Durchflußmeßgeräts 1 die gewünschte Meßgenauigkeit liefern kann, muß dafür Sorge getragen werden, daß das Analog-Frontend in hohem Maße phasentreu arbeitet. Realisieren läßt sich dies z.B. durch die Verwendung eines einzigen A-/D-Wandlers, der im Multiplexbetrieb arbeitet.

Fig. 8 zeigt ein Blockschaltbild einer Realisierung des erfindungsgemäßen Coriolis-Durchflußmeßgeräts 1 mit A-/D-Wandlung, Filterung, CORDIC-Block, einem Mikroprozessor und Schnittstellen z.B. zum Internet.

Bezugszeichenliste

	1	Durchflußmeßgerät
	2	Meßrohr
5	3	Medium
	4	Erregersystem
	5	Meßwertaufnehmer
	6	Meßwertaufnehmer
	7	Regel-/Auswerteeinheit
10	8	Gehäuse
	9	Tragsystem
	10	A-/D-Wandler
	11	A-/D-Wandler
	12	Bandpaß
15	13	Bandpaß
	14	Allpaß
	15	Allpaß
	16	Hilbert-Filter
	17	Hilbert-Filter
20	18	CORDIC-BLOCK
	19	Meßwert-Ausgabe
	20	PLL
	21	VCO
	22	PI-Regler
25	23	D-/A-Wandler
	24	D-/A-Wandler
	25	D-/A-Wandler
	26	A-/D-Wandler
	27	Bandbpaß
30	28	Allpaß
	29	Hilbert-Filter
	30	CORDIC-Block

	31	CORDIC-Block
	32	A-/D-Wandler
	33	A-/D-Wandler
	34	Bandpaß
5	35	Bandpaß
	36	Allpass
	37	Allpass
	38	Hilbert Filter
	39	Hilbert Filter
10	40	CORDIC-Block
	41	CORDIC-Block
	42	Differenzierer
	43	Recheneinheit
	44	PLL
15	45	VCO
	46	D-/A-Wandler

Patentansprüche

1. Coriolis-Durchflußmeßgerät mit zumindest einem Erregersystem (4), das zumindest ein von einem Medium (3) durchströmtes Meßrohr (2) in
5 Schwingungen versetzt, mit einem ersten Meßwertaufnehmer (5), der im Bereich des Zulaufs des Meßrohres (2) vorgesehen ist und der ein Eingangssignal (U_e) ausgibt, mit einem zweiten Meßwertaufnehmer (6), der im Bereich des Auslaufs des Meßrohres (2) angeordnet ist und der ein Ausgangssignal (U_a) ausgibt, und mit einer Regel-/Auswerteeinheit (7), die
10 eine Phasenverschiebung bzw. eine Differenz der Phasenwinkel zwischen dem Eingangssignal (U_e) und dem Ausgangssignal (U_a) über einen CORDIC-Algorithmus bestimmt und die anhand der errechneten Phasenverschiebung bzw. anhand der errechneten Phasenwinkeldifferenz den Massedurchfluß, die Dichte und/oder die Viskosität des in dem Meßrohr (2) strömenden Mediums
15 (3) bestimmt.

2. Vorrichtung nach Anspruch 1,
wobei die Regel-/Auswerteeinheit (7) die Phasenverschiebung zwischen dem Eingangssignal (U_e) und dem Ausgangssignal (U_a) anhand des Quotienten
20 bestimmt, der aus dem Summensignal bzw. dem Schwingungssignal (U_{sch}) und dem Differenzsignal (U_{diff}) von Eingangssignal (U_e) und Ausgangssignal (U_a) gebildet ist.

3. Vorrichtung nach Anspruch 2,
25 wobei die Regel-/Auswerteeinheit (7) die Phasenverschiebung zwischen dem Eingangssignal (U_e) und dem Ausgangssignal (U_a) über eine Quadraturmodulation des Schwingungssignals (U_{sch}) ermittelt.

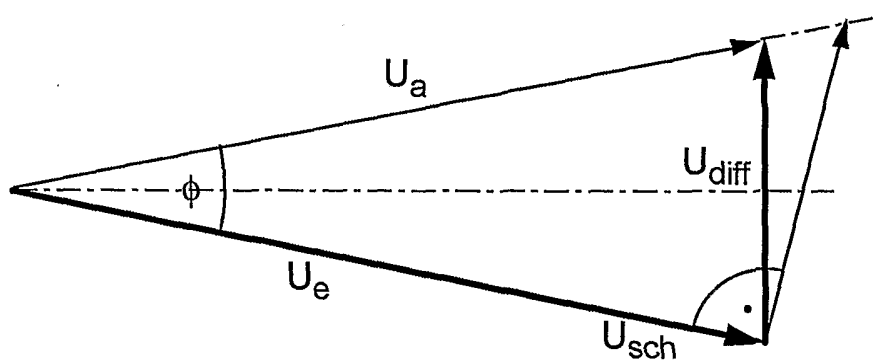
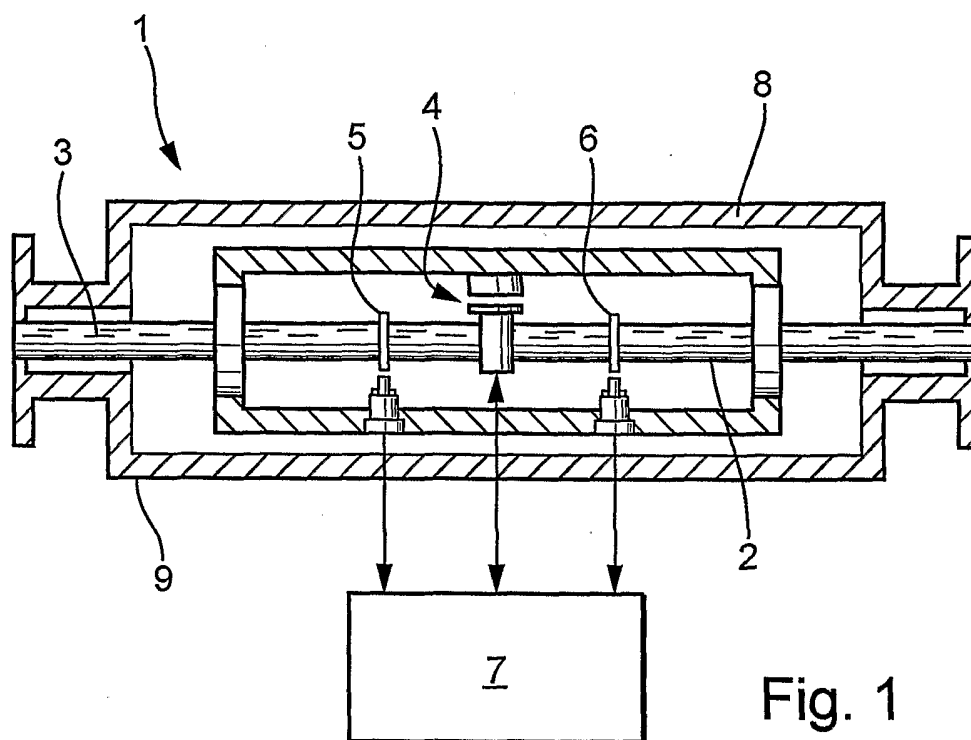
4. Vorrichtung nach Anspruch 2,
30 wobei die Regel-/Auswerteeinheit (7) die Phasenverschiebung zwischen dem Eingangssignal (U_e) und dem Ausgangssignal (u_a) über ein Vectoring des

Schwingungssignals (U_{sch}) und eine Rotation des Differenzsignals (U_{diff}) ermittelt.

5. Vorrichtung nach Anspruch 1,

- 5 wobei die Regel-/Auswerteeinheit (7) anhand eines Vectoring des Eingangssignal (U_e) und eines Vectoring des Ausgangssignals (U_a) die Phasenlage des Eingangssignals (U_e) und und die Phasenlage des Ausgangssignals (u_a) ermittelt und anhand der Differenz der beiden ermittelten Phasenlagen den Massedurchfluß, die Dichte und/oder die Viskosität des Mediums (3) ermittelt.

1/7



2/7

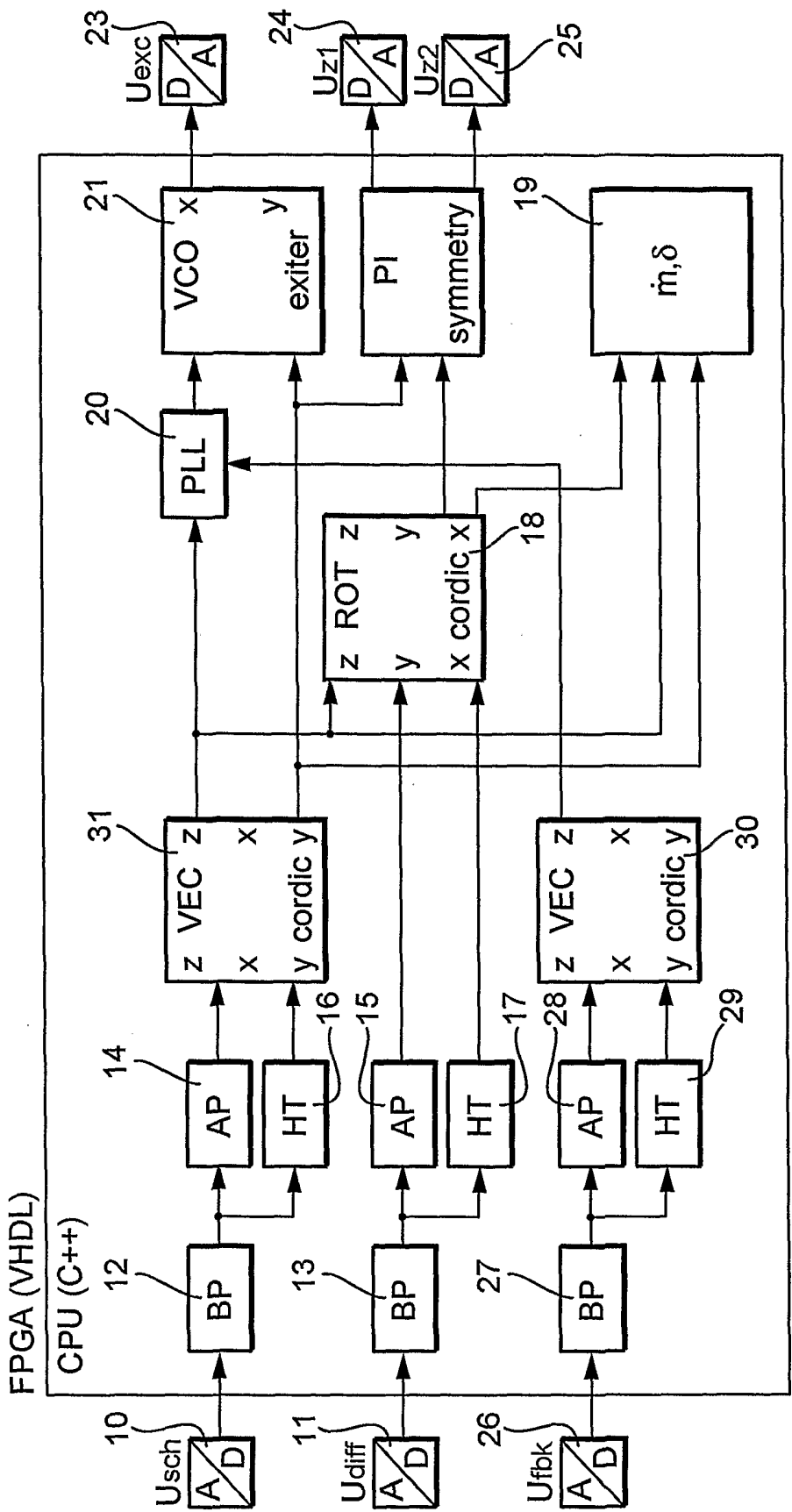


Fig. 3

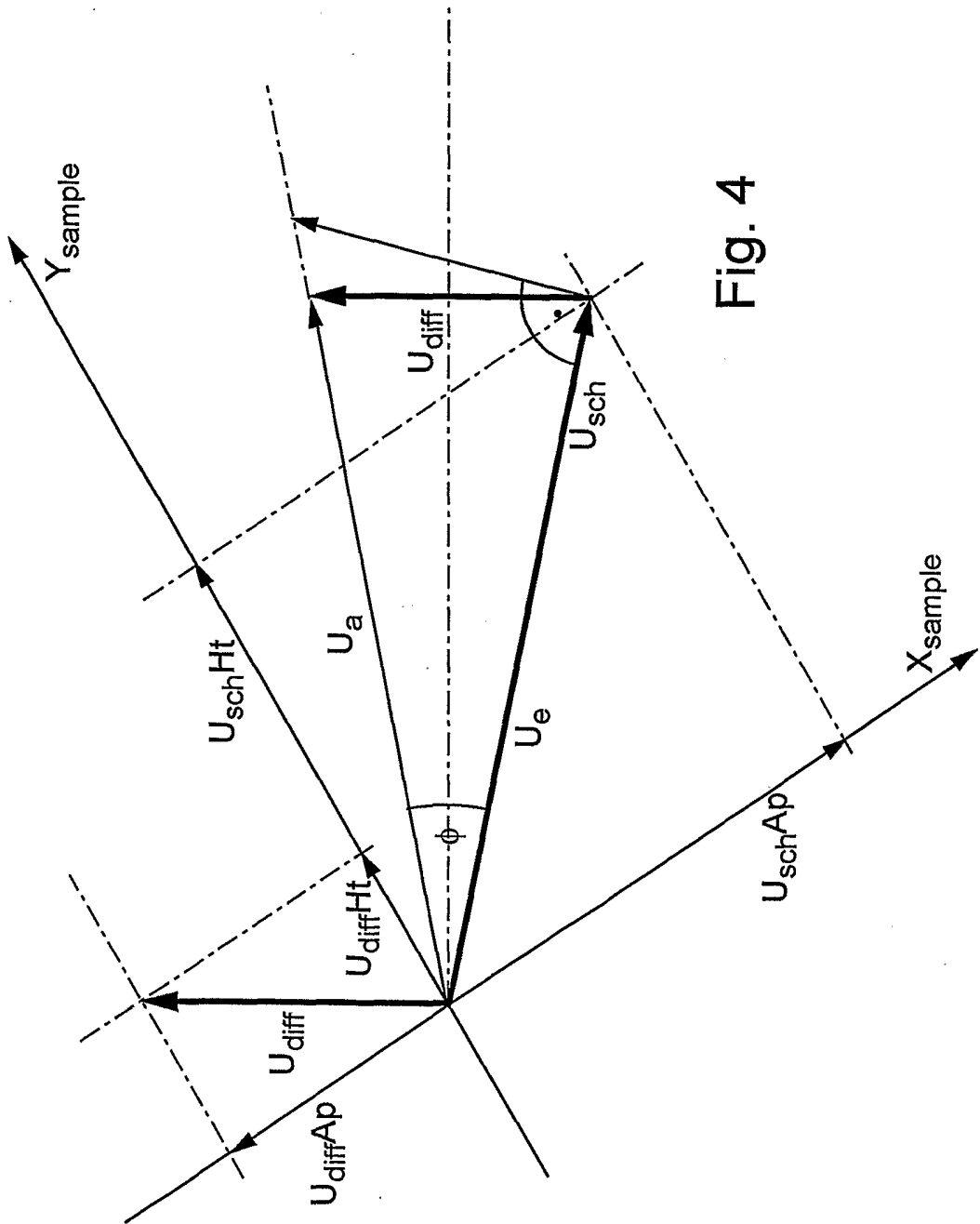
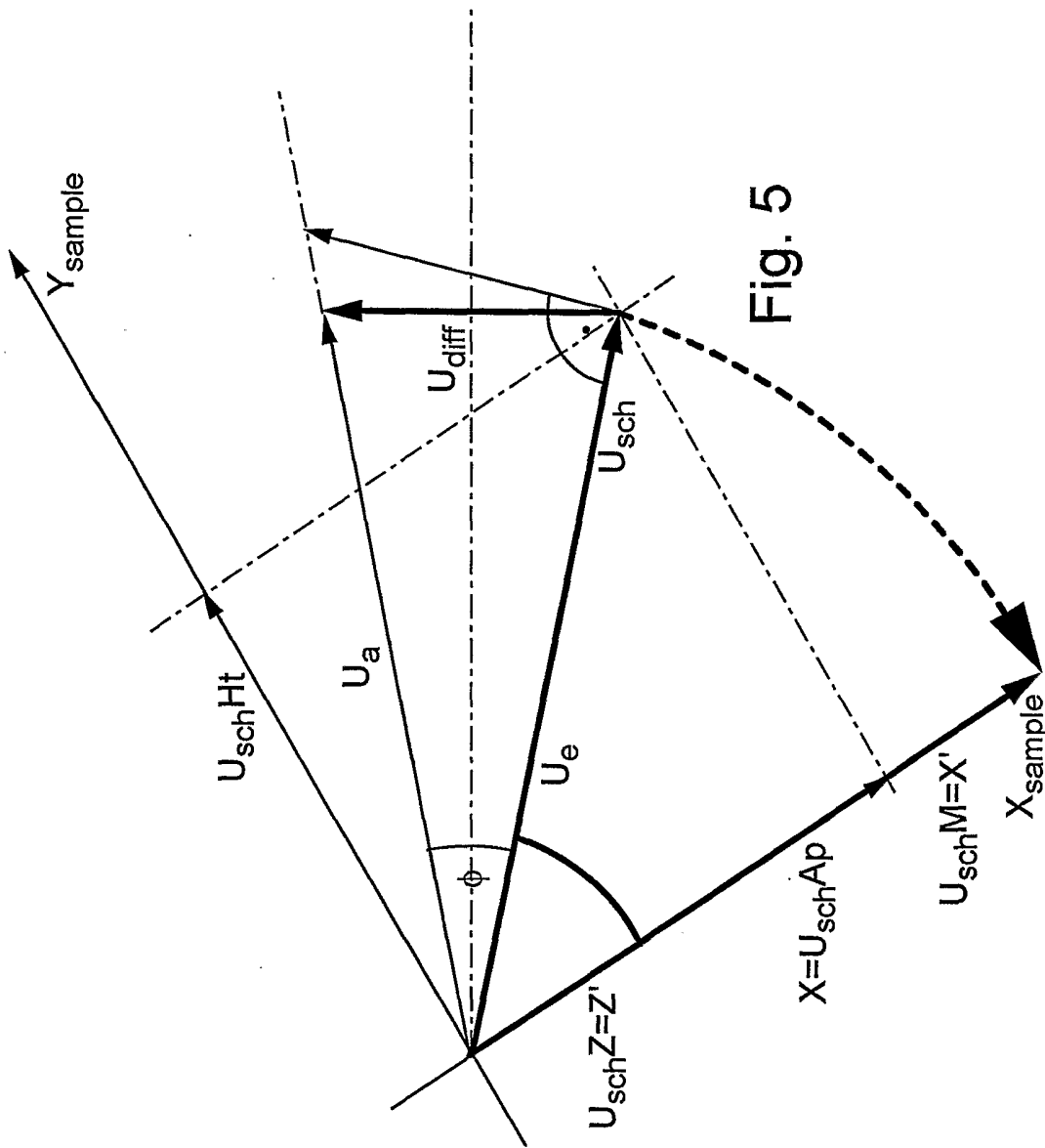


Fig. 4



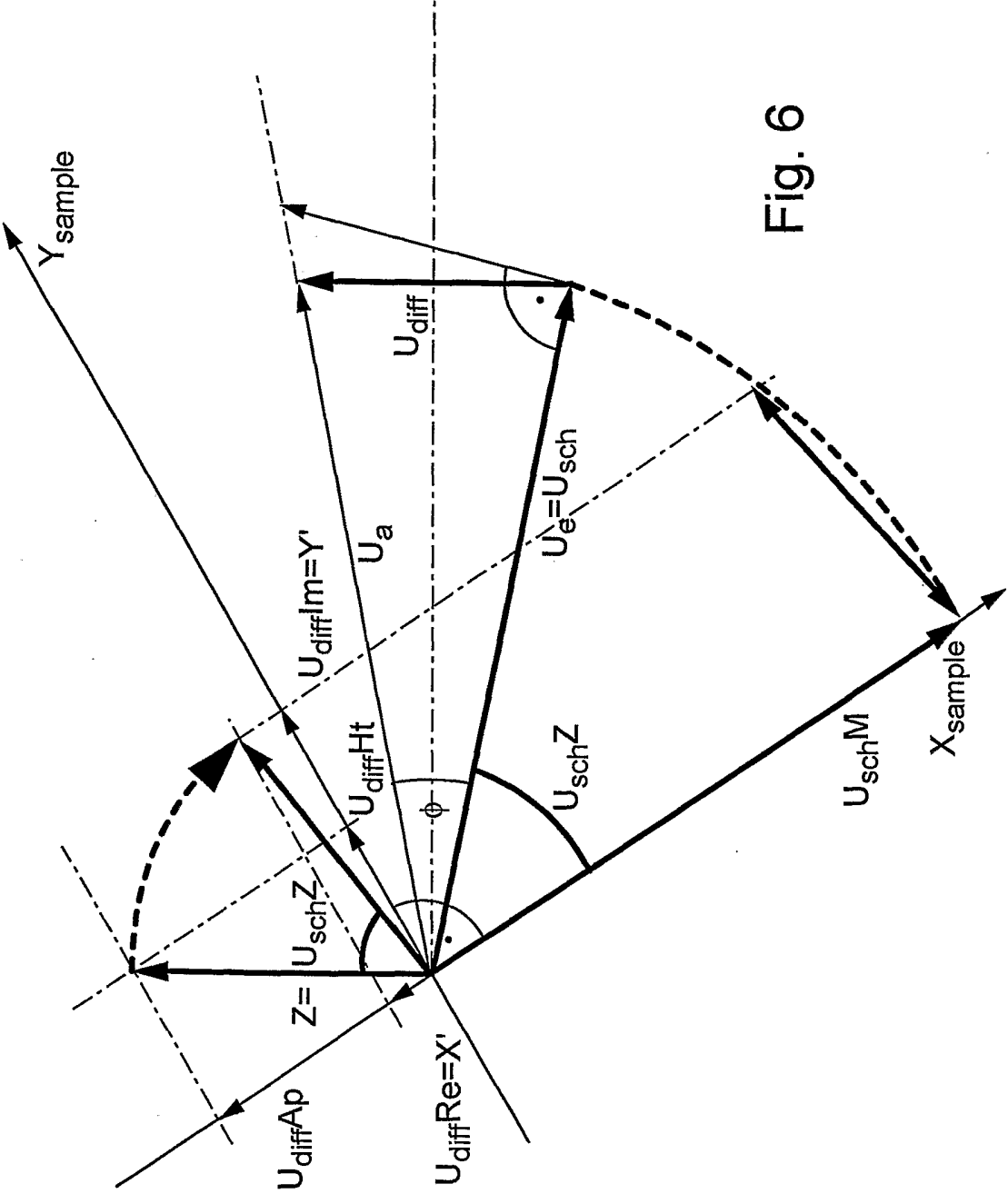


Fig. 6

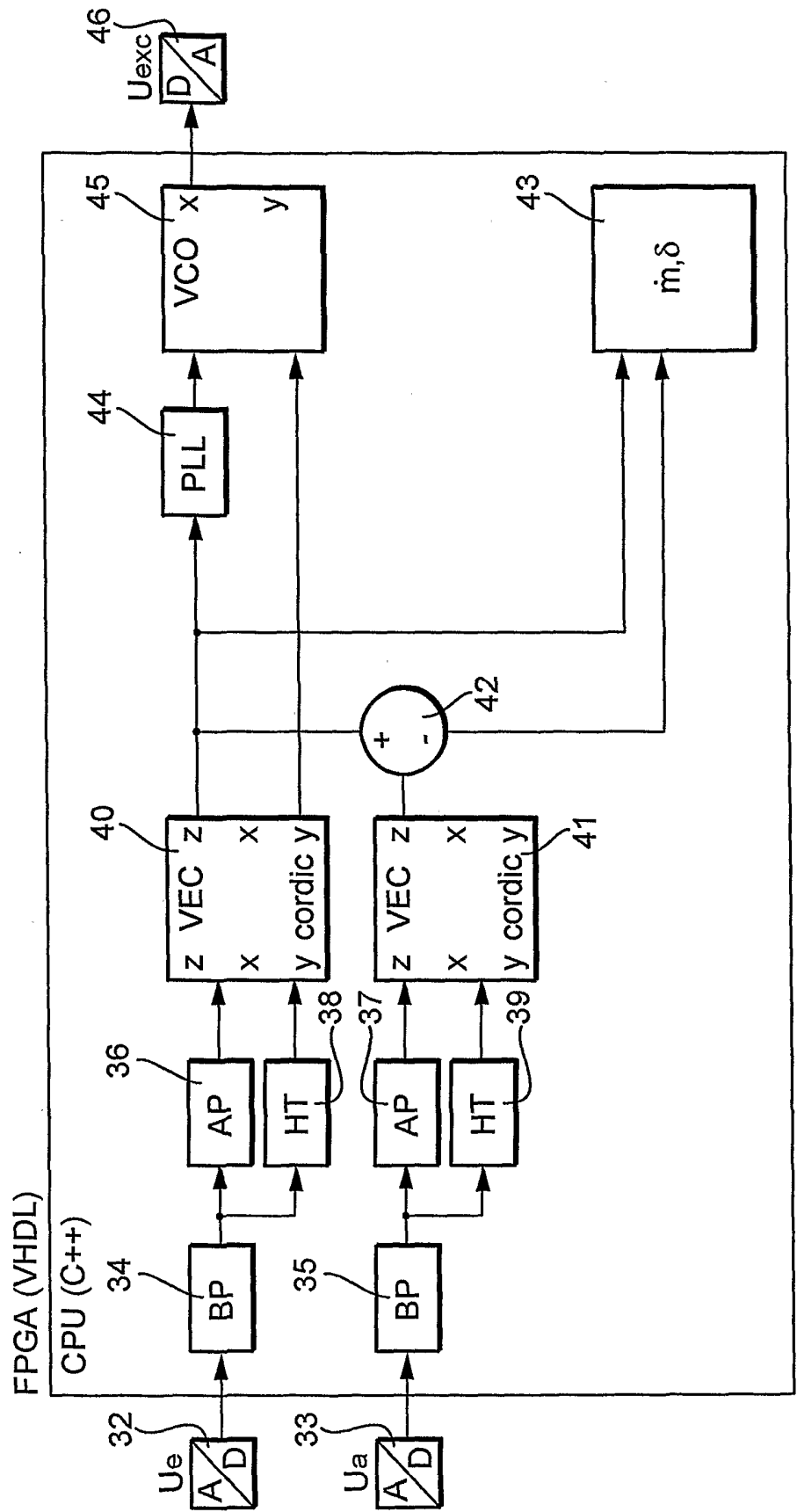


Fig. 7

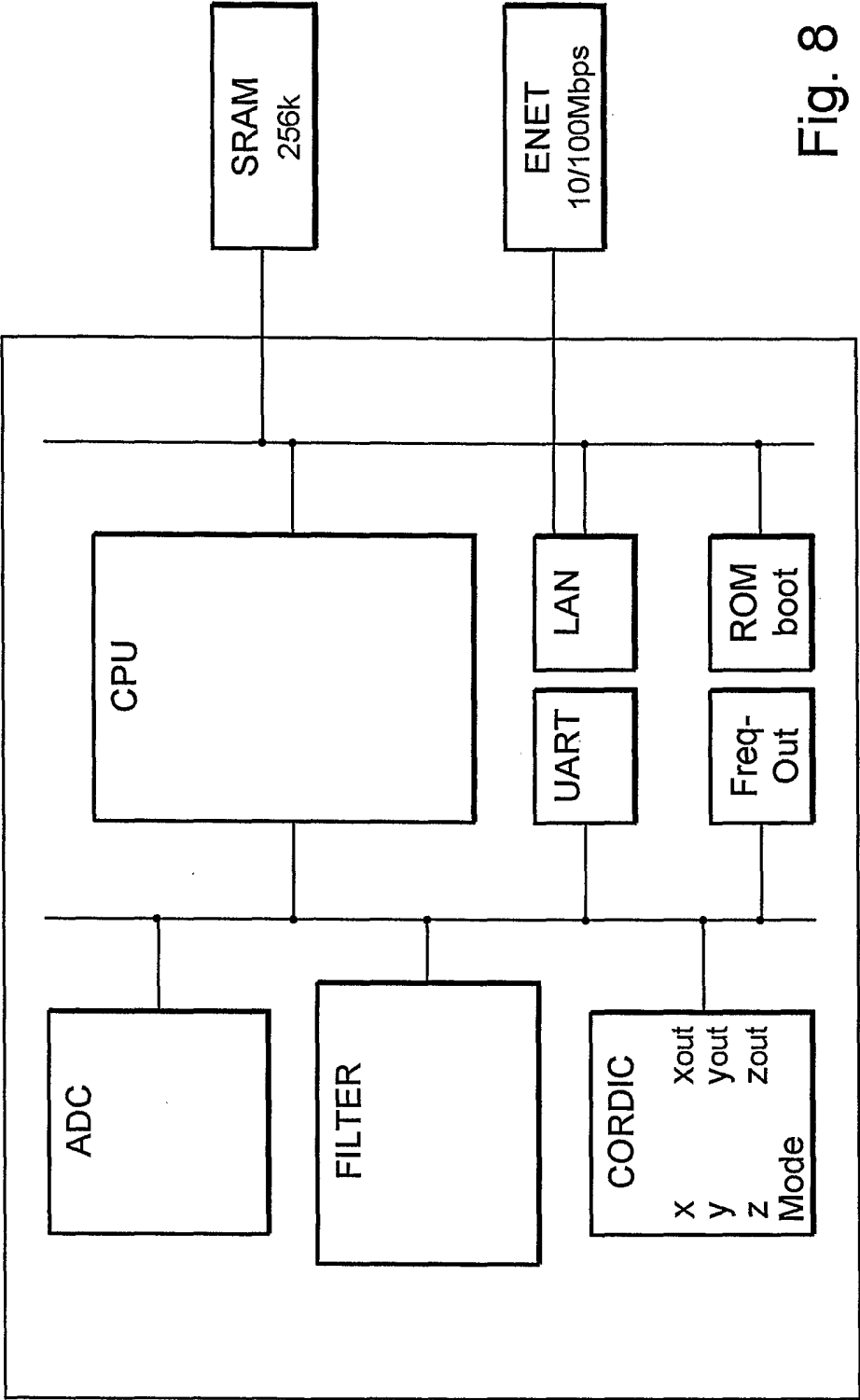


Fig. 8